

⑯ 日本国特許庁 (JP)

⑰ 特許出願公開

⑱ 公開特許公報 (A)

昭57-164645

⑤ Int. Cl.<sup>3</sup>

H 04 L 27/22

H 04 B 7/15

識別記号

庁内整理番号

7240-5K

7251-5K

④ 公開 昭和57年(1982)10月9日

発明の数 1

審査請求 未請求

(全 4 頁)

⑤ 遅延検波回路

東京都港区芝五丁目33番1号

本電気株式会社内

① 特 願 昭56-50837

⑦ 出 願 人 日本電気株式会社

② 出 願 昭56(1981)4月3日

東京都港区芝5丁目33番1号

③ 発 明 者 新名三郎

⑧ 代 理 人 弁理士 井出直孝

明 細 書

1 発明の名称

遅延検波回路

2 特許請求の範囲

(1) 入力位相変調波を一方の入力とする第一の位相比較器(102)と、前記入力位相変調波を $\pi/2$ だけ位相推移させた信号を一方の入力とする第二の位相比較器(102')と、前記入力位相変調波を1ビット間隔だけ遅延させる遅延回路(101)と、この遅延回路の出力を入力とし前記第一および第二の位相比較器の各他方の入力に出力を与える可変移相器(105)と、前記第二の位相比較器から得られる位相差出力をサンプル保持し前記可変移相器に制御信号として与えるサンプル保持回路(106)とを備え、通信信号のバーストの先頭に配置されたプリアンブルワードの時間内で上記サンプル保持回路の入力信号の値をサンプル保持しそのバースト期間にわたり前記可変移相器をこの値により制御するように構成された遅延検波回路。

3 発明の詳細な説明

本発明は、多重アクセス時分割多重通信方式(TDMA方式)に関する。特に、プリアンブルワード付バースト位相変調波を遅延検波する際に、各バースト間の入力搬送周波数ずれに依る復調歪を自動的に補償する回路に関するものである。

一つの基準局または親局と多数の地上局または子局間との通信を行う衛星通信、あるいは多方向多重通信システムでは、親局にて各子局間の信号を時分割多重(TDM)して送信し、各子局はその中から自局あての信号を取り出す。逆に各子局は自局に割当られた時間槽の間に要求により親局に情報をバースト状に送出することになる。各子局の送信する搬送波周波数には当然ずれがあり、親局では各子局が別個に送信する搬送波周波数のずれたバースト状信号を復調しなければならない。

このような通信回線では位相変調(PSK)が用いられることが多いが、これは搬送波に情報を乗せる変調方式であるため、搬送波周波数ずれは復調信号の歪となつて現われ、復調器の誤り率特性

に重大な影響を与えることになる。これらの周波数ずれを自動的に補償する復調方式として、受信側で搬送波再生を行つて入力波との位相検出を行い、その出力で位相同期発振器を動かして、入力周波数に自動的に追従させるように構成された位相同期ループをもつ同期検波方式が知られている。この方式ではバーストの入力位相条件が各バーストにより異なるため、応答が直ちに追従できないことがあり、これを防止するために、信号のはじめに位相同期用のいわゆるプリアンブルワードが付加される。プリアンブルワードは情報を含まないで伝送効率が劣化する。また入力プリアンブルはタンク、リミッター回路を通して再生されるので、搬送波再生のために回路規模が増大する。

このような同期検波方式に比べ、遅延検波方式は入力信号対雑音比と誤り率の関係は劣化するが、搬送波再生が不要であるので回路規模が小さくて済み、応答速度を考慮する必要がない特長がある一方、搬送波周波数のずれは位相検波用の遅延ローカル信号の位相ずれとなり、復調出力の歪とな

り誤り率特性に重大な影響が生じる欠点がある。

本発明は、バースト状入力位相変調波を遅延検波する際に、上述のような搬送波周波数ずれによる復調歪を補償する遅延検波回路を提供することを目的とする。

本発明は、各バーストの先頭に位相検出用プリアンブルワードを付加し、その時間内に位相検出および補償を行い、それをバーストの持続時間だけ保持して本信号の復調を誤りなく行なわせることを特徴とする。

すなわち本発明は、入力位相変調波を一方の入力とする第一の位相比較器と、前記入力位相変調波を $\pi/2$ だけ位相推移させた信号を一方の入力とする第二の位相比較器と、前記入力位相変調波を1ビット間隔だけ遅延させる遅延回路と、この遅延回路の出力を入力とし前記第一および第二の位相比較器の各他方の入力に出力を与える可変移相器と、前記第二の位相比較器から得られる位相差をサンプル保持し前記可変移相器に制御信号として与えるサンプル保持回路とを備え、通信信号の

バーストの先頭に配置されたプリアンブルワードの時間内で上記サンプル保持回路の入力信号の値をサンプル保持しそのバースト期間にわたり前記可変移相器をこの値により制御するように構成されたことを特徴とする。

ここで、本発明の方式では受信信号のプリアンブルワードの区間は無変調である。

以下実施例図面に基いて詳しく説明する。

第1図は従来例の遅延検波回路ブロック構成図である。入力バースト受信信号1は、遅延回路101により1ビット分の時間だけ遅延され、遅延ローカル信号2となり、位相比較器102にて復調される。その出力に得られる復調信号3は、復号器103で復号されて受信出力となる。各信号を複素表示すると、

$$\left. \begin{aligned} \text{入力受信波 1} &: r(t) = e^{j\omega_c t + j\theta(t)} \\ \text{遅延ローカル信号 2} &: \Delta(t) = [e^{j\omega_c(t-T)} + j\theta(t-T)]^* \\ \text{復調信号 3} &: a(t) = r(t) \cdot \Delta(t) = e^{j[\omega_c T + \Delta\theta]} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (1)$$

となる。但し、

$\omega_c$ : 搬送角周波数、(\*)\*: 複素共役、

$\theta(t)$ : 変調位相信号、T: シンボル間隔、

$$\Delta\theta = \theta(t) - \theta(t-T)$$

である。例えば、2相変調のとき、サンプル点で

$$\theta(t) = 0 \text{ または } \pi$$

である。従つて

$$\Delta\theta(t) = 0 \text{ または } \pi$$

であるから

$$\omega_c T = 2\pi n \quad n: \text{整数} \quad \dots \dots \dots (2)$$

と置けば、

$$a(t) = \pm 1$$

となり、送信側で、入力信号

$$s_1 = 0 \text{ または } 1$$

に対して

$$\theta(t) = 0 \text{ または } \pi$$

と対応させ、相分操作

$$s_1 = s_{1-1} \oplus a_1 \quad \dots \dots \dots (3)$$

( $\oplus$ ): 2進法とする加算

を行つておけば

$$\Delta\theta_1 = \theta_1 - \theta_{1-1} \Leftrightarrow a_1 = s_1 \oplus s_{1-1}$$

○：2を法とする減算

なる対応で、送信符号  $a_1$  が復号される。同様に、 $N$  相に対しては

$$\left. \begin{aligned} d\theta(t) &= \frac{2\pi}{N} k \quad k=0, \sim N-1 \text{ なる整数} \\ \omega_c T &= \frac{\pi}{N} + 2n\pi \quad n: \text{整数} \end{aligned} \right\} \dots\dots (4)$$

と置けば、

$$\left. \begin{aligned} a_1(t) &= \operatorname{Re}[s(t)] = \cos\left(d\theta + \frac{\pi}{N}\right) = \alpha \cdot \cos d\theta - \beta \cdot \sin d\theta \\ a_2(t) &= \operatorname{Im}[s(t)] = \sin\left(d\theta + \frac{\pi}{N}\right) = \alpha \cdot \sin d\theta + \beta \cdot \cos d\theta \\ \text{但し、} \alpha &= \cos\left(\frac{\pi}{N}\right) \quad \beta = \sin\left(\frac{\pi}{N}\right) \end{aligned} \right\} \dots\dots (5)$$

なる直交復調により、復調できることが示される。

さて、この遅延検波では搬送波の周波数が  $d\omega_c$  だけずれたとき、これは初期位相設定  $\omega_c T$  に対して  $d\omega_c T$  だけの位相ずれとして扱われ、例えば 2 相のとき復調信号は位相ずれ 0 のときの

$$s(t) = \pm 1$$

に対し、

$$s(t) = \pm \cos(d\omega_c T)$$

だけ復調振幅が減少し、耐雑音特性すなわち誤り率特性が劣化することになる。

出力信号 6 ;  $\sin(d\omega_c T) = \sin(d\phi)$

但し  $d\phi = d\omega_c T$

となる。これを  $d\theta$  軸に示すと第 3 図のようになる。従つて、出力信号 6 の電圧により可変移相器 105 を制御すれば、例えば、電圧が正のときに可変位相器 105 が位相を遅らせるような働きをもつと、

$$d\phi = 0$$

になるようにループ制御が働くことになる。従つて、プリアンプルワードの時間内で十分に引込んだ後に、制御信号 8 によりサンプルホールド回路 106 を働かせ、出力信号 6 を保持して可変移相器 105 を制御すれば、本信号の復調時には位相ずれは十分に圧縮されることになる。

次の受信バーストでは制御信号 8 により出力信号 6 を再び保持し直せば、各バースト毎に搬送周波数が異つていても、歪のない復調が可能となる。

上記第一実施例では説明をわかりやすくするため、2 相位相変調信号を例に説明したが、4 相以上の多相位相変調信号の場合にも同様に本発明を

第 2 図は本発明第一実施例回路の構成図である。

この回路を第 1 図に示す従来例回路と比べると、位相比較器 102' を別に一個設け、この一方の入力に入力信号 1 を  $\pi/2$  移相器 104 を介して与え、この他方の入力には 1 ビット分の遅延回路 101 の出力を位相比較器 102 の入力と共通に与えるところに特徴がある。もつとも、この遅延回路 101 の出力は可変移相器 105 を介して与えられ、この可変移相器 105 は、位相比較器 102' の出力を制御入力 8 に従つて保持するサンプル保持回路 106 の出力により制御される。制御入力 8 は各バーストのプリアンプルワード内で送出され、そのときすなわち無変調時の位相に対応する値をサンプル保持回路 106 に保持する。

プリアンプルワード内では無変調搬送波であるので、位相比較器 102 および 102' の出力信号 3 および 6 の電圧は、(1) 式で

$$\theta(t) = \text{一定}$$

とおけば得られ、例えば 2 相の場合には

$$\text{出力信号 3 ; } \cos(d\omega_c T) = \cos(d\phi)$$

実施することができる。特に、4 相以上の多相位相変調の復調回路では、 $\pi/2$  移相器 104 および別の位相比較器 102' は回路内に存在しているので、本発明を実施するために付加する回路は、可変移相器 105 とサンプルホールド回路 106 のみである。

第 4 図は本発明の第二実施例構成図である。これが 4 相位相変調信号に対する例である。二つの位相比較器 102 および 102' の出力は、減算器 107 によりその差分が演算されて、サンプル保持回路 108 に与えられる。位相比較器 102 の出力信号 3 および位相比較器 102' の出力信号 6、さらに減算器 107 の出力信号 9 を第 5 図に示す。この出力信号 9 により、同様に

$$d\phi = 0$$

になるように制御を行うことができる。これにより復調信号の位相歪が補償される。

以上述べたように、本発明では各バーストのプリアンプルワード内で位相比較器の出力をサンプル保持し、この値で遅延ローカル信号の位相を変化させることにより、各バーストの搬送周波数の

すれを自動的に補償する装置が得られる。本発明の回路は、搬送波を再生する従来方式に比べると、極めて簡単な回路により実現することができる優れた特長がある。またプリアンプ時間は、その位相差をサンプル保持するに必要な時間であるので、この時間を短縮することができ、通信効率を高くすることができる。

#### 4. 図面の簡単な説明

第1図は従来例回路の構成図。

第2図は本発明第一実施例回路の構成図。

第3図はその動作説明用信号波形図。

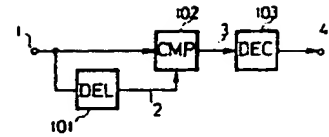
第4図は本発明第二実施例回路の構成図。

第5図はその動作説明用信号波形図。

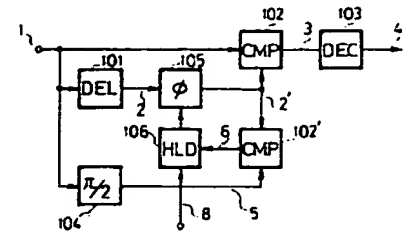
101…遅延回路、102、102'…位相比較器、103…値符号器、104… $\pi/2$ 移相器、105…可変移相器、106…サンプル保持回路、107…演算器。

特許出願人 日本電気株式会社

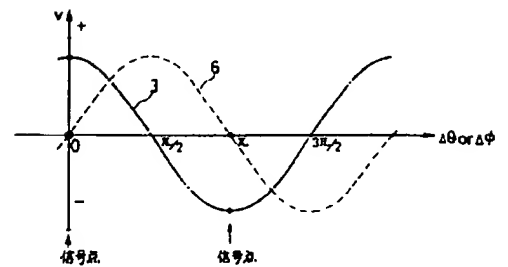
代理人 井堀士 井出直孝



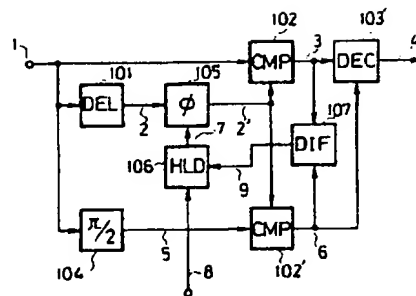
第1図



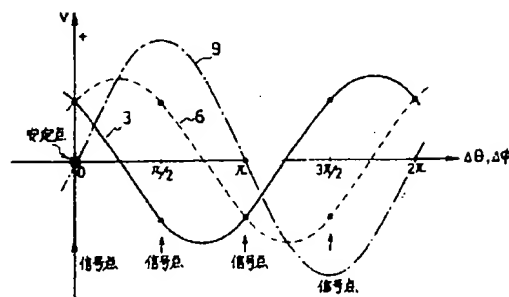
第2図



第3図



第4図



第5図

## 特許法第17条の2の規定による補正の掲載

昭和 56 年特許願第 50837 号 (特開 昭 57-164645 号, 昭和 57 年 10 月 9 日 発行 公開特許公報 57-1647 号掲載) については特許法第17条の2の規定による補正があったので下記のとおり掲載する。 7 ( 3 )

Int. Cl. 4	識別記号	庁内整理番号
H04L 27/22		8226-5K
H04B 7/15		7251-5K

## 手 続 補 正 書

昭和 60 年 11 月 29 日

特 許 庁 長 官 宇 賀 道 郎 殿

## 1. 事件の表示

昭和 56 年 特 許 願 第 50837 号

## 2. 発明の名称 遅延検波回路

## 3. 補正をする者

事件との関係 特許出願人

発 明 者 東京都港区芝五丁目33番1号  
 (423) 日本電気株式会社  
 氏 名 (名称) 代表者 関 本 忠 弘

## 4. 代 理 人

住 所 東京都練馬区四町北四丁目6番5号  
 氏 名 井 堀 上 (7823) 井 堀 直 孝

## 5. 補正命令の日付 (自発補正)

## 6. 補正により増加する発明の数 な し

## 7. 補 正 の 対 象

明細書の「特許請求の範囲」の欄および  
 「発明の詳細な説明」の欄。

## 8. 補 正 の 内 容

60.11.30  
 出願第二係  
 65

- (1) 特許請求の範囲を別紙のとおり補正する。  
 (2) 明細書第4頁第11行目～同第5頁第5行目  
 「すなわち本発明は、………ことを特徴とする。」  
 をつぎのとおり補正する。

「すなわち本発明は、デジタル位相変調されたバースト状の受信信号を一方の入力とする第一の位相比較器と、前記受信信号を $\pi/2$ だけ位相推移させた信号を一方の入力とする第二の位相比較器と、前記受信信号を1ビット間隔だけ遅延させる遅延回路と、この遅延回路の出力を入力とし前記第一および第二の位相比較器の各他方の入力に出力を与える可変移相器と、前記第二の位相比較器から得られる位相差出力をサンプル保持し前記可変移相器に制御信号として与えるサンプル保持回路とを備え、このサンプル保持回路は、前記受信信号のバーストの先頭に配置されたブリアンブルワードの時間内でこのサンプル保持回路の入力の値をサンプル保持しそのバースト期間にわたり前記可変移相器をこの値により制御する構成であることを特徴とする。」

特願昭56-50837

(別 紙)

(特許請求の範囲)

- (1) デジタル位相変調されたバースト状の受信信号を一方の入力とする第一の位相比較器 (102) と、

前記受信信号を $\pi/2$ だけ位相推移させた信号を一方の入力とする第二の位相比較器 (102') と、

前記受信信号を1ビット間隔だけ遅延させる遅延回路 (101) と、

この遅延回路の出力を入力とし前記第一および第二の位相比較器の各他方の入力に出力を与える可変移相器 (105) と、

前記第二の位相比較器から得られる位相差出力をサンプル保持し前記可変移相器に制御信号として与えるサンプル保持回路 (106) とを備え、このサンプル保持回路は、前記受信信号のバーストの先頭に配置されたブリアンブルワードの時間内でこのサンプル保持回路の入力の値をサンプル保持しそのバースト期間にわたり前記可変移相器をこ

の値により制御する構成である  
ことを特徴とする遅延検波回路。